

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第3656739号

(P3656739)

(45) 発行日 平成17年6月8日 (2005.6.8)

(24) 登録日 平成17年3月18日 (2005.3.18)

(51) Int. Cl.⁷

F I

H 0 4 L 27/38

H 0 4 L 27/00

G

H 0 4 L 27/22

H 0 4 L 27/22

Z

請求項の数 5 (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2001-317503 (P2001-317503)
 (22) 出願日 平成13年10月15日 (2001.10.15)
 (65) 公開番号 特開2003-101603 (P2003-101603A)
 (43) 公開日 平成15年4月4日 (2003.4.4)
 審査請求日 平成16年9月21日 (2004.9.21)
 (31) 優先権主張番号 特願2001-217381 (P2001-217381)
 (32) 優先日 平成13年7月17日 (2001.7.17)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

早期審査対象出願

(73) 特許権者 899000079
 学校法人慶應義塾
 東京都港区三田2丁目15番45号
 (74) 代理人 100110191
 弁理士 中村 和男
 (72) 発明者 眞田 幸俊
 神奈川県横浜市港北区日吉3-14-1
 慶應義塾大学 理工学部内
 (72) 発明者 池原 雅章
 神奈川県横浜市港北区日吉3-14-1
 慶應義塾大学 理工学部内

審査官 藤井 浩

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 低 I F 方式受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

低 I F 信号を N 個の (N は 2 以上の整数) 帯域の信号に分割する帯域分割アナログフィルタと、

該帯域分割アナログフィルタの出力をアナログ／デジタル変換する A / D 変換器と、

低 I F の既知信号を低 I F 段に供給する既知信号供給手段と、

該既知信号供給手段により 前記帯域分割アナログフィルタに既知信号が供給されたとき

$$\hat{h}at d = \hat{h}at R d$$

ここで、

$\hat{h}at d$: 各帯域の出力信号振幅を成分とする (N, 1) 行列

d : 各帯域の入力信号振幅を成分とする (N, 1) 行列

となる (N, N) 行列 $\hat{h}at R$ に対する逆行列である $\hat{h}at R^{-1}$ を記憶するメモリと、

該メモリの内容を読み出して前記 A / D 変換器出力に $\hat{h}at R^{-1}$ を乗算するデコリレータと

該デコリレータ出力を復調するデジタル復調器と
 を備えることを特徴とする低 I F 方式受信機。

【請求項 2】

前記既知信号供給手段は、受信信号周波数を低 I F に変換するための局部発振器を用いることを特徴とする請求項 1 記載の低 I F 方式受信機。

【請求項 3】

前記帯域分割アナログフィルタは、フィルタバンク構成であることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の低 I F 方式受信機。

【請求項 4】

前記帯域分割アナログフィルタは、ウェーブレット構成であることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の低 I F 方式受信機。

【請求項 5】

前記帯域分割アナログフィルタは、複素係数フィルタ構成であることを特徴とする請求項 1 乃至 4 いずれかに記載の低 I F 方式受信機。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、低 I F 方式受信機に関し、特に D C オフセット及びイメージ周波数信号を抑圧するため、複素係数フィルタバンクを用いる低 I F 方式受信機に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

近年ネットワークのブロードバンド化に伴って無線通信システムの広帯域化の要求が高まっている。またマルチモード／マルチバンド端末の実現のために、ダイレクトコンバージョン方式の受信機の検討が行われている。

【 0 0 0 3 】

図 1 0 は、従来のダイレクトコンバージョン受信機の構成を示す図である。ダイレクトコンバージョン方式は中間周波数 (I F) 段等を削除し、アンテナ 5 1 を介して受信した信号は増幅器フィルタ 5 2 で帯域増幅されて、ミキサ 5 3 により局部発振器 5 4 からの局部発振信号と混合されて直接ベースバンド信号に変換される。変換された信号は増幅器フィルタ 5 5 を通り、A / D 変換器 5 6 に入力される。A / D 変換器 5 6 の出力はデジタル信号処理され、復調される。この方式は I F フィルタを用いないため受信機の広帯域化が容易であり、受信機の柔軟性を増し同時に 1 チップ化を可能にする。しかし、ダイレクトコンバージョン方式においては、受信周波数とローカル周波数が等しくなるため、D C オフセットの問題が指摘されている。D C オフセットとはローカル信号の一部がミキサの入力側から漏れて再びミキサに戻りローカル信号と自己ミキシングすることにより D C 成分にオフセットが生じる問題である。もしくはローカル信号の一部がアンテナを通じて外部に放出され、その反射波が受信されてローカル信号とミキシングされることによって生じる。

【 0 0 0 4 】

D C オフセットの問題を緩和するため低 I F 方式が提案されている (J. Crols and M. S. J. Steyaert, "Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers," IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol.45, no.3, pp.269-282, March 1998.) 。

【 0 0 0 5 】

図 1 1 は、従来の低 I F 方式受信機の構成を示す図である。アンテナ 6 1 を介して受信された信号はバンドパスフィルタ (B P F) 6 2、L N A 6 3 を通って、ミキサ 6 4 により局部発振器 6 5 からの局部発振信号と混合されて低 I F 信号に変換される。変換された信号は I F フィルタ 6 6、増幅器 6 7 を通り、A / D 変換器 6 8 に入力される。A / D 変換器 6 8 の出力は復調器 6 9 でデジタル信号処理 (D S P) され、復調される。低 I F 方式は D C 付近に希望信号が存在しないため、D C オフセットが希望信号に干渉しない。しかし D C オフセット及びイメージ周波数信号をそのまま A / D 変換し除去するには、D C オフセット及びイメージ周波数信号と希望信号を同時にデジタル信号へ変換する必要があるため、変換速度が速い A / D 変換器が要求される。

【 0 0 0 6 】

A / D 変換器の改善傾向は 8 年で約 1.5 ビット程度であり、変換速度が 2 倍になると

10

20

30

40

50

に解像度 1 ビット減少する傾向を考慮すると、信号処理速度の改善度と同等の変換速度の改善度は見られない。

【 0 0 0 7 】

A/D 変換器の変換速度を改善する方法としてフィルタバンクを用いて信号の帯域を分割する方式が提案されている (R. Khoini-Poorfard, L. B. Lim, and D. A. Johns, "Time-Interleaved Oversampling A/D Converters: Theory and Practice," IEEE Trans. on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, vol.44, no.8, pp.634-645, August 1997.)。帯域を分割し並列に A/D 変換を行うことにより、各 A/D 変換器に要求される変換速度を緩和することができる。同時に各サブバンドの信号に最適化した AGC をかけることにより、A/D 変換器の解像度の要求を緩和することも可能である。

【 0 0 0 8 】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、この A/D 変換方式においては各複素係数サブバンドフィルタをスイッチドキャパシタフィルタ (SCF) 等で構成することになり、フィルタの係数に誤差が生じ阻止帯域における特性が劣化する。そして、DC オフセット及びイメージ周波数信号が希望信号に対して干渉する可能性がある。

【 0 0 0 9 】

本発明は、上記問題点に鑑み、帯域分割方式の A/D 変換器を用いて低 IF 方式受信機を構成することとし、その際の、各サブバンドフィルタを通過した干渉成分を低減する低 IF 方式受信機を提供することを目的とする。

【 0 0 1 0 】

【課題を解決するための手段】

本発明の低 IF 方式受信機は、低 IF 信号を N 個の (N は 2 以上の整数) 帯域の信号に分割する帯域分割アナログフィルタと、該帯域分割アナログフィルタの出力をアナログ/デジタル変換する A/D 変換器と、低 IF の既知信号を低 IF 段に供給する既知信号供給手段と、該既知信号供給手段により前記帯域分割アナログフィルタに既知信号が供給されたとき、

$$\text{hat}d = \text{hat}R d$$

ここで、hatd : 各帯域の出力信号振幅を成分とする (N, 1) 行列、d : 各帯域の入力信号振幅を成分とする (N, 1) 行列

となる (N, N) 行列 hatR に対する逆行列である hatR⁻¹ を記憶するメモリと、該メモリの内容を読み出して前記 A/D 変換器出力に hatR⁻¹ を乗算するデコリレータと、該デコリレータ出力を復調するデジタル復調器とを備える。

【 0 0 1 1 】

また、前記既知信号供給手段は、受信信号周波数を低 IF に変換するための局部発振器を用いることで、局部発振器を受信周波数変換のためとフィルタ特性を記憶するために共用することができる。

【 0 0 1 2 】

また、前記帯域分割アナログフィルタは、フィルタバンク構成であることで、高速処理することができる。

【 0 0 1 3 】

また、前記帯域分割アナログフィルタは、ウェーブレット構成であることで、フィルタ分割特性の変更に柔軟に対応できる。

【 0 0 1 4 】

また、前記帯域分割アナログフィルタは、複素係数フィルタ構成であることで、DC 成分及びイメージ周波数を抑圧して分割フィルタの帯域を有効に利用することができる。

【 0 0 1 6 】

【発明の実施の形態】

以下、添付図面を参照しながら本発明の好適な実施の形態について詳細に説明する。

【0017】

図1は、参考として示す低IF方式受信機の構成を示す図である。本低IF方式受信機は、アンテナ11、BPF12、LNA（低雑音増幅器）13、ミキサ14、局部発振器15、帯域分割フィルタ16-0、16-1、…、16-M-1、増幅器17-0、17-1、…、17-M-1、デシメータ18-0、18-1、…、18-M-1、A/D変換器19-0、19-1、…、19-M-1、アップサンプラ20-0、20-1、…、20-M-1、帯域合成フィルタ21-0、21-1、…、21-M-1、及びメモリ22aを有する復調器22から成る。

【0018】

アンテナ11を介して受信された信号はBPF12を通りミキサ14により低IF信号に変換される。変換された信号は H_0 から H_{M-1} までの複素係数帯域分割フィルタ16-0、16-1、…、16-M-1に入力される。帯域分割フィルタ16-0、16-1、…、16-M-1は希望信号をDCオフセット及びイメージ周波数信号と分離する。入力された信号はデシメータ18-0、18-1、…、18-M-1により $1/N$ にダウンサンプルされる。これによりA/D変換器19-0、19-1、…、19-M-1の変換速度を $1/N$ にする。また各サブバンドで受信される信号にあわせてA/D変換器19-0、19-1、…、19-M-1の解像度を変更することができる。A/D変換器19-0、19-1、…、19-M-1によって変換された信号のサンプルは、アップサンプラ20-0、20-1、…、20-M-1によってN個のサンプルに変換され、複素係数帯域合成フィルタ21-0、21-1、…、21-M-1により各帯域の信号が合成され、復調器22により復調される。

【0019】

フィルタバンクにはDFT（Digital Fourier Transform）フィルタバンク、CQF（Conjugate Quadrature Filter）フィルタバンク等多くの提案がなされている。特に $M=2$ の時にはQMF（Quadrature Mirror Filter）バンクが知られている。入力信号 $x(n)$ と出力信号 $\hat{x}(n)$ のz変換を $X(z)$ 、 $\hat{X}(z)$ とすると、

以下、文章中では、

【0020】

【数1】

\bar{x} 等を \hat{x} と、 $\bar{\bar{x}}$ 等を \bar{x} と、 $\bar{\bar{\bar{x}}}$ 等を $\text{tld } x$ と

表現する。

【0021】

【数2】

$$\begin{aligned}\hat{X}(z) = & 1/2\{H_0(z)F_0(z) + H_1(z)F_1(z)\}X(z) \\ & + 1/2\{H_0(-z)F_0(z) + H_1(-z)F_1(z)\}X(-z)\end{aligned}\quad (2.1)$$

を得る。QMFフィルタバンクは

$$H_1(z) = H_0(-z), \quad (2.2)$$

$$F_0(z) = H_0(z), \quad (2.3)$$

$$F_1(z) = -H_1(z) \quad (2.4)$$

のとき、エイリアシング回避条件

$$H_0(z)F_0(z) + H_1(z)F_1(z) = 0 \quad (2.5)$$

を満たし、オールパス条件

$$H_0(-z)F_0(z) + H_1(-z)F_1(z) = 2z^{-L} \quad (2.6)$$

を近似的に満たす。ここでLはフィルタの次数である。

【0022】

図 2 は、実数係数の Q M F フィルタバンクの周波数応答を示す図である。受信信号の D C 成分及びイメージ周波数信号を抑圧するためには、実数係数を次のような変換式により複素係数に変換する。

$$h_0(n) = \exp(j n \phi \pi) h_r(n), \quad (2.7)$$

$$h_1(n) = \exp(j n (\phi \pm 1) \pi) h_r(n). \quad (2.8)$$

ここで ϕ はフィルタのインパルス応答の周波数シフト量である。

【 0 0 2 3 】

図 3 は、 $\pi/4$ 周波数シフトした時の Q M F フィルタバンクの周波数応答を示す図である。このように周波数シフトすることで、D C 成分及びイメージ周波数信号を抑圧して、希望周波数帯域を均等に分割することができる。

【 0 0 2 4 】

普通、このような帯域分割フィルタはスイッチドキャパシタにより構成される。スイッチドキャパシタフィルタの特性は、寄生容量等により誤差を含む。

【 0 0 2 5 】

図 4 は、2 分割の場合の参考として示す低 I F 方式受信機の構成を示す図である。すなわち、ここでは $M=2$ 、 $N=2$ とする。アンテナ 3 1、B P F 3 2、L N A 3 3、ミキサ 3 4-0、3 4-1、局部発振器 3 5、帯域分割フィルタ 3 7-0、3 7-1、増幅器 3 8-0、3 8-1、デシメータ 3 9-0、3 9-1、A/D 変換器 4 0-0、4 0-1、アップサンプラ 4 1-0、4 1-1、帯域合成フィルタ 4 2-0、4 2-1、及び復調器 4 7 はそれぞれ図 1 に示されるアンテナ 1 1、B P F 1 2、L N A 1 3、ミキサ 1 4、局部発振器 1 5、帯域分割フィルタ 1 6-0、1 6-1、…、1 6-M-1、増幅器 1 7-0、1 7-1、…、1 7-M-1、デシメータ 1 8-0、1 8-1、…、1 8-M-1、A/D 変換器 1 9-0、1 9-1、…、1 9-M-1、アップサンプラ 2 0-0、2 0-1、…、2 0-M-1、帯域合成フィルタ 2 1-0、2 1-1、…、2 1-M-1、及び復調器 2 2 に相当する。ここでは、希望信号帯域 H_1 より誤差推定 4 4 で誤差を推定し、D C オフセット通過帯域 H_0 の平均 4 3 とからフィルタ係数を推定して、加算器 4 6 から希望信号を出力する。

【 0 0 2 6 】

まずは、複素係数の誤差を推定する。推定はミキサ 3 4-0、3 4-1 の入力端を抵抗を介して接地し、アンテナ 3 1 から信号が入力しない状態で行う。このとき局部発振器 3 5 からのローカル信号をミキサ 3 4-0、3 4-1 に入力すると D C オフセットが発生する。これを利用して複素係数の誤差を推定する。

【 0 0 2 7 】

帯域分割フィルタ 3 7-0、3 7-1 にてサンプルされた既知の複素ベースバンド信号を $\text{bar } r(n)$ とすると

【 0 0 2 8 】

【 数 3 】

$$\hat{y}_m(n) = \text{adc} \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} \hat{h}_m(k) * \bar{r}(n-k) \right\}. \quad (3.9)$$

ここで $*$ は複素共役を示し、 m は分割する帯域を示すインデックスである。また $\text{adc} \{ \}$ は A/D 変換を示す。 $\text{hat } y_m(n)$ を $n=n$ 、…、 $n+L-1$ まで求める。

【 0 0 2 9 】

【 数 4 】

10

20

30

40

$$\text{adc}\{\bar{\mathbf{R}}\hat{\mathbf{H}}_m\} = \hat{\mathbf{Y}}_m \quad (3.10)$$

ここで

$$\bar{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} \bar{r}(n) & \bar{r}(n-1) & \dots & \bar{r}(n-L+1) \\ \bar{r}(n+1) & \bar{r}(n) & \dots & \bar{r}(n-L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{r}(n+L-1) & \bar{r}(n+L-2) & \dots & \bar{r}(n) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_m = \begin{bmatrix} \hat{h}_m^*(0) \\ \hat{h}_m^*(1) \\ \vdots \\ \hat{h}_m^*(L-1) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\hat{\mathbf{Y}}_m = \begin{bmatrix} \hat{y}_m(n) \\ \hat{y}_m(n+1) \\ \vdots \\ \hat{y}_m(n+L-1) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$(3.14)$$

である。よって

$$\hat{\mathbf{H}}_m = \bar{\mathbf{R}}^{-1} \hat{\mathbf{Y}}_m \quad (3.15)$$

よりフィルタの係数 \hat{h}_m を推定し、メモリ22aに記憶しておく。

【0030】

誤差を含んだ帯域分割フィルタの係数を $\text{tldhm}(n)$ とする。 $\text{tldho}(n)$ はDCオフセットが通過し、 $\text{tldhi}(n)$ は希望信号が通過するとする。帯域分割フィルタ37-0、37-1にてサンプルされた受信信号を $\text{barr}(n)$ とすると

【0031】

【数5】

$$\begin{aligned}
 \tilde{y}_0(n) &= \sum_{k=0}^{L-1} \tilde{h}_0(k)^* \bar{r}(n-k) \\
 &= \sum_{k=0}^{L-1} (h_0^*(k) + \delta h_0^*(k)) \bar{r}(n-k). \quad (3.16)
 \end{aligned}$$

ここで δh_0 はフィルタ h_0 の誤差を示す。 $\text{ldy}_0(n)$ はダウンサンプルされ A/D 変換されたのちアップサンプルされる。

【 0 0 3 2 】

【 数 6 】

$$\tilde{y}_{D0}(n) = \text{adc}\{\tilde{y}_0(Mn)\} \quad (3.17)$$

$$\tilde{y}_{U0}(n) = \begin{cases} \tilde{y}_{D0}(n/M) & n=0, M, 2M, \dots \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (3.18)$$

ここで受信信号 $r(n)$ が大きな DC オフセットを含むと仮定すると y_{U0} の推定値は

【 0 0 3 3 】

【 数 7 】

$$\hat{y}_{U0}(n) = \tilde{y}_{U0}(n) \frac{\sum_{k=0}^{L-1} h_0(k)}{\sum_{k=0}^{L-1} \tilde{h}_0(k)}. \quad (3.19)$$

式 (3.19) より DC オフセットを推定する。

【 0 0 3 4 】

【 数 8 】

$$\hat{x}_0(n) = \sum_{k=0}^{L-1} f_0(k)^* \hat{y}_{U0}(n-k). \quad (3.20)$$

$m=1$ のとき

$$\begin{aligned}
 \tilde{y}_1(n) &= \sum_{k=0}^{L-1} \tilde{h}_1(k)^* \bar{r}(n-k) \\
 &= \sum_{k=0}^{L-1} (h_1^*(k) + \delta h_1^*(k)) \bar{r}(n-k). \quad (3.21)
 \end{aligned}$$

$\text{ldy}_1(n)$ はダウンサンプルされ A/D 変換されたのちアップサンプルされる。

【 数 9 】

$$\tilde{y}_{D1}(n) = \text{adc}\{\tilde{y}_1(Mn)\} \quad , \quad (3.22)$$

$$\tilde{y}_{U1}(n) = \begin{cases} \tilde{y}_{D1}(n/M) & n=0, M, 2M, \dots \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (3.23)$$

D C オフセットによる干渉成分は以下のように除去する。

【 0 0 3 5 】

【 数 1 0 】

$$\hat{y}_{U1}(n)$$

$$= \tilde{y}_{U1}(n) - \sum_{k=0}^{L-1} (\tilde{h}_1^*(k) - h_1^*(k)) * \hat{x}_0(n - k - (L - 1)). \quad (3.24)$$

希望信号は以下のようにして取り出す。

【 0 0 3 6 】

【 数 1 1 】

$$\hat{x}_1(n) = \sum_{k=0}^{L-1} \tilde{f}_1(k) * \hat{y}_{U1}(n - k) \quad (3.25)$$

図 5 は、フィルタの周波数シフト量と B E R（ビット誤り率）の関係を示す図である。「A D C」は受信信号をそのまま A / D 変換した後に複素係数サブバンドフィルタにより D C オフセット成分を除去した場合である。この場合には他の方式よりも 2 倍の A / D 変換速度が必要になる。「補償なし」は複素係数アナログサブバンドフィルタにより D C オフセットを除去するが誤差の補償を行わない場合である。「発明」は提案する誤差補償方式を用いた場合である。いずれの場合にも $-4\pi/16 \sim -6\pi/16$ [rad/サンプル] あたりで B E R が減少している。 $-6\pi/16$ [rad/サンプル] 以上にシフトすると D C オフセットがフィルタ後の信号に混入し、B E R が高くなる。 $-3\pi/16$ [rad/サンプル] 以下にシフトするとイメージ周波数信号がフィルタ後の信号に混入するためやはり B E R が高くなる。

【 0 0 3 7 】

図 6 は、B E R と E_b/N_0 の関係を示す図である。 E_b/N_0 とは、「ビットエネルギー（電力）対雑音電力密度」であり、1 情報ビットあたりの信号対雑音電力比（S / N または S N R : Signal to Noise power Ratio）である。「D C オフセットなし」は D C オフセットのない場合であり、Q P S K の理論値を示す。「補償なし」と「発明」を比較することにより、提案する誤差補償法を用いると B E R が大幅に改善することがわかる。ただし「A D C」に比べて B E R = 10^{-1} において約 1 d B ほど特性が劣化する。これはデシメーションをした際に D C オフセットのエイリアシング成分がフィルタ後の出力に混入するためである。

【 0 0 3 8 】

図 7 は、B E R と A / D 変換器の解像度の関係を示す図である。図 7 より A / D 変換器の解像度が 10 ビット以下の時には、あらかじめ複素係数サブバンドフィルタにより D C オフセットを抑圧したのちに A / D 変換したほうが B E R が低い。これに対し解像度が 12 ビット以上では A / D 変換器でデジタル信号に変換したのち、フィルタ係数誤差の少な

10

20

30

40

50

いデジタル信号処理によってDCオフセットを取り除いたほうがBERが少ないことを示している。

【0039】

図8は、本発明の実施の形態による低IF方式受信機の構成を示す図である。本実施の形態の低IF方式受信機は、アンテナ71、BPF72、LNA73、ミキサ74-1、74-1、局部発振器75、遅延器76-0、76-1、…、76-N-2、デシメータ77-0、77-1、…、77-N-1、アナリシスフィルタバンク78、増幅器79-0、79-1、…、79-N-1、A/D変換器80-0、80-1、…、80-N-1、及びメモリ81aを有するデコリレータ81から成る。

【0040】

アンテナ71を介して受信された信号はBPF72を通りLNA73でRF増幅されミキサ74により直角位相関係にある2つの低IF信号に変換される。変換された信号は遅延器76-0、76-1、…、76-N-2により順次遅延された後に、デシメータ77-0、77-1、…、77-N-1により1/Nにダウンサンプルされて、アナリシスフィルタバンク78に入力される。これによりA/D変換器80-0、80-1、…、80-N-1の変換速度を1/Nにする。アナリシスフィルタバンク78は入力信号を複数の周波数成分に分割して各サブバンドの信号を出力する。各サブバンドの信号は増幅器79-0、79-1、…、79-N-1で増幅され、A/D変換器80-0、80-1、…、80-N-1でデジタル信号に変換されて、デコリレータ81で入力信号から相互干渉成分を取り除く。

【0041】

ここで、送信信号の周波数成分が $d = \{d_0, d_1, \dots, d_{N-1}\}^T$ を持つと仮定する。このとき受信信号は以下のように表される。

【0042】

【数12】

$$x(n\Delta T) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k \exp(j2\pi nk/N). \quad (1)$$

ここで ΔT はサンプリング間隔、 N はアナリシスフィルタバンク78の入力数である。アナリシスフィルタバンク78の係数に誤差がない場合にはその k 番目の出力は以下のようになる。

【0043】

【数13】

$$\begin{aligned} \hat{d}_k &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta T) \exp(-j2\pi nk/N) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{k'=0}^{N-1} d_{k'} \exp(j2\pi nk'/N) \right\} \exp(-j2\pi nk/N) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{N-1} d_{k'} \exp(j2\pi n(k' - k)/N) \\ &= \begin{cases} d_k & k' = k \\ 0 & k' \neq k \end{cases} \quad (2) \end{aligned}$$

ただし増幅器79-0、79-1、…、79-N-1の増幅度は簡単化のため1とした。

【 0 0 4 4 】

式 (2) においてはアナリシスフィルタの係数誤差及び雑音の影響を無視している。実際にはアナリシスフィルタの係数は誤差を含み、また受信信号には雑音が含まれる。

【 0 0 4 5 】

【 数 1 4 】

$$\begin{aligned}
 \hat{d}_k &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x(n\Delta T) + \eta(n\Delta T)) c_{nk} \exp(-j2\pi nk/N) \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \left(\sum_{k'=0}^{N-1} d_{k'} \exp(j2\pi nk'/N) \right) + \eta(n\Delta T) \right\} \\
 &\quad \times c_{nk} \exp(-j2\pi nk/N) \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{N-1} d_{k'} c_{nk} \exp(j2\pi n(k' - k)/N) \\
 &\quad + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \eta(n\Delta T) c_{nk} \exp(-j2\pi nk/N) \quad (3)
 \end{aligned}$$

10

ここで c_{nk} は k 番目の帯域を抽出するフィルタの n 番目の係数の誤差を示し、 η は熱雑音を表す。式 (3) を行列表示すると

【 0 0 4 6 】

【 数 1 5 】

$$\hat{\mathbf{d}} = \hat{\mathbf{R}} \mathbf{d} + \boldsymbol{\mu} \quad (4)$$

ここで

30

$$\hat{\mathbf{R}} = \begin{pmatrix} \hat{r}_{0,0} & \hat{r}_{0,1} & \cdots & \hat{r}_{0,N-1} \\ \hat{r}_{1,0} & \hat{r}_{1,1} & \cdots & \hat{r}_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{N-1,0} & \hat{r}_{N-1,1} & \cdots & \hat{r}_{N-1,N-1} \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$r_{k,k'} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_{nk} \exp(j2\pi n(k' - k)/N) \quad (6)$$

40

$$\boldsymbol{\mu} = \{\mu_0, \mu_1, \dots, \mu_{N-1}\}^T \quad (7)$$

$$\mu_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \eta(n\Delta T) c_{nk} \exp(-j2\pi nk/N) \quad (8)$$

さらにデシメーションされた信号が各 A/D 変換器 80-0、80-1、 \dots 、80-N-1 を通過する時には量子化雑音が加わる。これを $\zeta = \{\zeta_0, \zeta_1, \dots, \zeta_{N-1}\}^T$ とすると

【 0 0 4 7 】

50

【数 1 6】

$$\mathbf{Y} = \hat{\mathbf{R}}\mathbf{d} + \boldsymbol{\mu} + \boldsymbol{\zeta} \quad (9)$$

本実施の形態においては、予めDCオフセットを利用してアナリシスフィルタバンク78の係数を推定して、設計値と推定値を比較し、各周波数分割した信号間の相互相関行列を計算し、相互相関行列の逆行列を計算して、メモリ81aに記憶しておく。デコリレータ81では、hat Rの逆行列をA/D変換器80-0、80-1、…、80-N-1の出力に掛け算する。すなわち

【0 0 4 8】

10

【数 1 7】

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1}\mathbf{Y} = \mathbf{d} + \hat{\mathbf{R}}^{-1}(\boldsymbol{\mu} + \boldsymbol{\zeta}) \quad (10)$$

デコリレータの出力は各周波数信号成分 \mathbf{d}_k 、及び熱雑音 η と量子化雑音 ζ が相互相関の影響を受けた信号を含む。

【0 0 4 9】

ここで、デコリレータを用いない従来型受信機の誤り率特性を計算する。式(10)より受信した希望信号と他の周波数帯域からの干渉成分は以下のように表される。

20

【0 0 5 0】

【数 1 8】

$$s_k(\mathbf{d}) = \text{Re}[\hat{\mathbf{R}}\mathbf{d}]_k \quad (11)$$

ここで $\text{Re}\{a\}$ は複素数 a の実部を表し、 $[A]_k$ は $N \times 1$ 行列 A の k 番目の要素を意味する。また熱雑音の影響による雑音の分散は式(8)より

【0 0 5 1】

【数 1 9】

30

$$\begin{aligned} E[\mu_k \mu_{k'}] &= E\left[\left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \eta(n\Delta T) c_{nk} \exp(-j2\pi nk/N)\right) \right. \\ &\quad \times \left. \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \eta(n\Delta T) c_{nk'} \exp(-j2\pi nk'/N)\right) \right] \\ &= \sigma^2 \hat{r} c_{k,k'} \end{aligned} \quad (12)$$

40

ここで σ^2 は熱雑音の分散である。したがって

【0 0 5 2】

【数 2 0】

$$\begin{aligned} E[\mu\mu^T] \\ = \sigma^2 \hat{\mathbf{R}}_c \end{aligned} \quad (13)$$

ここで

$$\hat{\mathbf{R}}_c = \begin{pmatrix} \hat{r}_{c0,0} & \hat{r}_{c0,1} & \dots & \hat{r}_{c0,N-1} \\ \hat{r}_{c1,0} & \hat{r}_{c1,1} & \dots & \hat{r}_{c1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{r}_{cN-1,0} & \hat{r}_{cN-1,1} & \dots & \hat{r}_{cN-1,N-1} \end{pmatrix} \quad (14)$$

$$r_{c,k,k'} = \sum_{n=0}^{N-1} c_{nk} c_{nk'} \exp(j2\pi n(k' - k)/N) \quad (15)$$

また A/D 変換器の入力最大値の絶対値を A_M とし、解像度を B_q ビットとし最初の 1 ビットは正負の符号に用いるとすると量子化雑音 ζ_k は $[-(A_M/2^{B_q}), (A_M/2^{B_q})]$ の間で一様分布する。

【 0 0 5 3 】

d_k を BPSK (Binary Phase Shift Keying) 信号と仮定すると条件付誤り率は以下のよう求められる。

【 0 0 5 4 】

【 数 2 1 】

$$P_{c,k}(d) = \frac{1}{2(A_M/2^{B_q})} \int_{-A_M/2^{B_q}}^{A_M/2^{B_q}} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|s_k(d)| + \zeta_k}{\sqrt{\sigma^2 [\hat{\mathbf{R}}_c]_{k,k}}} \right) d\zeta_k \quad (16)$$

ここで $[\mathbf{A}]_{k,k}$ は $N \times N$ 行列 \mathbf{A} の (k, k) 番目の要素を意味する。

【 0 0 5 5 】

【 数 2 2 】

$$t = (|s_k(d)| + \zeta_k) / \sqrt{\sigma^2 [\hat{\mathbf{R}}_c]_{k,k}}$$

と変数変換し、誤差関数を展開すると

【 0 0 5 6 】

【 数 2 3 】

10

20

30

40

$$\begin{aligned}
Pc_k(d) &= \frac{\sqrt{\sigma^2[\hat{\mathbf{R}}\mathbf{c}]_{k,k}}}{2(A_M/2^{Bq})} \int_{r_l(d)}^{r_h(d)} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(t) dt \\
&= \frac{\sqrt{\sigma^2[\hat{\mathbf{R}}\mathbf{c}]_{k,k}}}{2(A_M/2^{Bq})} \int_{r_l(d)}^{r_h(d)} \left(\frac{1}{2} \right. \\
&\quad \left. - \frac{1}{\sqrt{(\pi)}} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} \frac{t^{2i-1}}{(2i-1)(i-1)!} dt \right. \\
&= \frac{\sqrt{\sigma^2[\hat{\mathbf{R}}\mathbf{c}]_{k,k}}}{2(A_M/2^{Bq})} \left(\frac{1}{2} (r_h(d) - r_l(d)) \right. \\
&\quad \left. - \frac{1}{\sqrt{(\pi)}} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} \frac{1}{(2i-1)(i-1)!} \right. \\
&\quad \left. \times \frac{(r_h(d))^{2i} - (r_l(d))^{2i}}{2i} \right) \quad (17)
\end{aligned}$$

ここで

【 0 0 5 7 】

【 数 2 4 】

$$r_l(d) = (|s_k(d)| - A_M / 2^{Bq}) / \sqrt{\sigma^2[\hat{\mathbf{R}}\mathbf{c}]_{k,k}} \quad (18)$$

$$r_h(d) = (|s_k(d)| + A_M / 2^{Bq}) / \sqrt{\sigma^2[\hat{\mathbf{R}}\mathbf{c}]_{k,k}} \quad (19)$$

したがって補償を行った場合の受信機の誤り率は

【 0 0 5 8 】

【 数 2 5 】

$$Pc_k = E_d[Pc_k(d)] \quad (20)$$

ここで、本実施の形態のデコリレータ型誤差補償法の特性を解析する。式 (10) において雑音成分の分散を計算する。熱雑音については

【 0 0 5 9 】

【 数 2 6 】

$$\begin{aligned}
&E[(\hat{\mathbf{R}}^{-1}\boldsymbol{\mu})(\hat{\mathbf{R}}^{-1}(\boldsymbol{\mu})^T] \\
&= \sigma^2 \hat{\mathbf{R}}^{-1} \hat{\mathbf{R}}\mathbf{c} (\hat{\mathbf{R}}^{-1})^T \quad (21)
\end{aligned}$$

また量子化誤差については各 A/D 変換器で発生する量子化誤差の分散が等しく λ' であると仮定すると

【 0 0 6 0 】

【 数 2 7 】

$$\begin{aligned} E[(\hat{\mathbf{R}}^{-1}\zeta)(\hat{\mathbf{R}}^{-1}\zeta)^T] \\ = \lambda^2 \hat{\mathbf{R}}^{-1}(\hat{\mathbf{R}}^{-1})^T \end{aligned} \quad (22)$$

また λ は

$$\lambda^2 = 2 \frac{A_M^2}{12 \times 2^2 B_q} \quad (23)$$

10

で与えられる。量子化雑音は一様分布であるが、デコリレータの係数が掛け合わされることによりガウス雑音とモデル化される。したがって k 番目の周波数帯域における SNR (SN 比) は以下のように求められる。

【 0 0 6 1 】

【 数 2 8 】

$$\text{SNR}_k = \frac{|d_k|^2}{\sigma^2 |[\hat{\mathbf{R}}^{-1} \hat{\mathbf{R}} \mathbf{c} (\hat{\mathbf{R}}^{-1})^T]_{kk}| + \lambda^2 |[\hat{\mathbf{R}}^{-1} (\hat{\mathbf{R}}^{-1})^T]_{kk}|} \quad (24)$$

20

ここで $[A]_{kk}$ は $N \times N$ 行列 A の (k, k) 番目の要素を意味する。仮に d_k が BPSK 変調された信号であり、雑音成分がガウス性だと仮定すると BER は以下のように求まる。

【 0 0 6 2 】

【 数 2 9 】

$$Pp_k = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\text{SNR}_k}) \quad (25)$$

30

ここで、シミュレーションとして、アナリシスフィルタバンク 78 の各係数に一様分布に従って発生する $[-0.01, 0.01]$ の誤差を付加した場合の、10000 回の平均誤り率を計算する。

【 0 0 6 3 】

希望信号は BPSK 変調して送信され、受信されたのち $IF = 3\pi/8$ [rad/サンプル] にダウンコンバージョンされるとする。通信路は白色ガウス雑音路を仮定する。コヒーレント受信を仮定し、A/D 変換器の与えられた解像度のうち 1 ビットは正負の符号を表すのに用いられ、 $A_s = 2 \text{ hal } d_s$ 又は $A_s = 2 s_s(d)$ とする。イメージ周波数信号は BPSK 信号が $-3\pi/8$ [rad/サンプル] に受信されるとする。イメージ周波数信号の電力は希望信号に対して 60 [dB] 大きいとする。

40

【 0 0 6 4 】

図 9 は、本実施の形態において BER と E_b/N_0 の関係を示す図である。ここでは、A/D 変換器の解像度を 10 [bit] とした。図よりデコリレータを用いない従来型受信機の場合、フィルタの係数誤差により BER 特性がフロアを示し、 E_b/N_0 の増加に対してほとんど変化しない。これはイメージ周波数信号が希望信号に対して係数誤差のために干渉するためである。これに対してデコリレータ型補償法を用いた場合には BER 特性がほぼ BPSK の理論値を示している。これはデコリレータがイメージ周波数信号の干渉を取り除くためである。

50

【 0 0 6 5 】

なお、本発明は上記実施の形態に限定されるものではない。

【 0 0 6 6 】

上述の実施の形態では、ミキサの入力を抵抗を介して接地することでローカル信号を利用して既知信号を作っているが、既知の信号を発生する局部発振器を別途設けて供給するようにしても良い。

【 0 0 6 7 】

また、フィルタの構成をフィルタバンクとするのではなく、ウェーブレットを用いてもよい。すなわち、一度に多数に帯域分割するのではなく、例えば2分割ずつ繰り返し分割していくように、階層的に分割するようにしても良い。こうすることにより例えば分割する所定の階層を短絡するスイッチング等により分割の細かさを切換えることができる。

10

【 0 0 6 8 】

【発明の効果】

以上のように、本発明によれば、アナログ部である帯域分割フィルタの係数誤差をデジタル信号処理によって補償することができるとともに、特に、アナログフィルタの誤差により直交する周波数信号間で相互に引き起こす干渉をも除去することができる。これにより、A/D変換器の変換速度及び解像度に関する要求を緩和し、広帯域通信システムに対応することができる。さらに、並列信号処理を可能にし、低消費電力の受信構成を実現できる。

【図面の簡単な説明】

20

【図1】 参考として示す低IF方式受信機の構成を示す図である。

【図2】 実数係数のQMFフィルタバンクの周波数応答を示す図である。

【図3】 $\pi/4$ 周波数シフトした時のQMFフィルタバンクの周波数応答を示す図である。

【図4】 2分割の場合の参考として示す低IF方式受信機の構成を示す図である。

【図5】 フィルタの周波数シフト量とBERの関係を示す図である。

【図6】 BERと E_b/N_0 の関係を示す図である。

【図7】 BERとA/D変換器の解像度の関係を示す図である。

【図8】 本発明の実施の形態による低IF方式受信機の構成を示す図である。

【図9】 本実施の形態においてBERと E_b/N_0 の関係を示す図である。

30

【図10】 従来のダイレクトコンバージョン受信機の構成を示す図である。

【図11】 従来の低IF方式受信機の構成を示す図である。

【符号の説明】

11、31、71 アンテナ

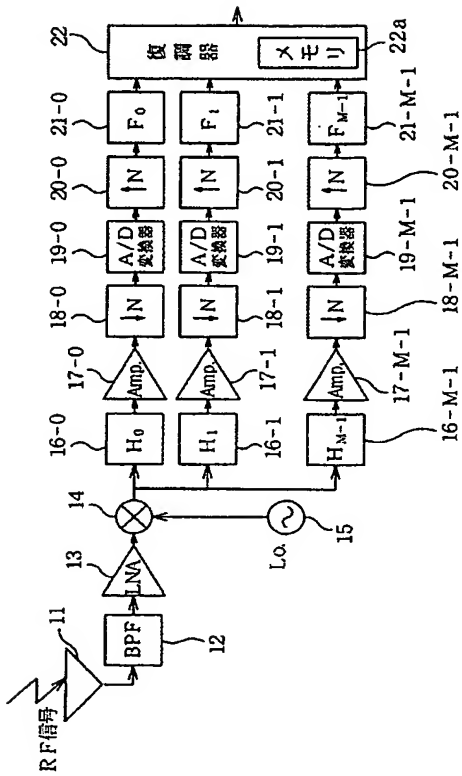
17、38、79 増幅器

18、39、77 デシメータ

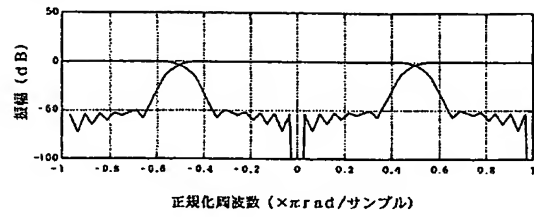
20、41 アップサンプラ

21、42 帯域合成フィルタ

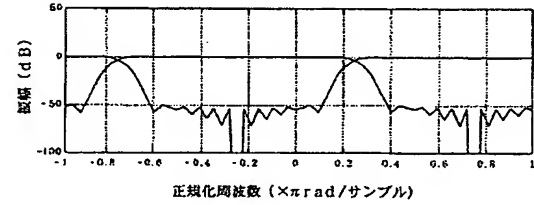
【 図 1 】



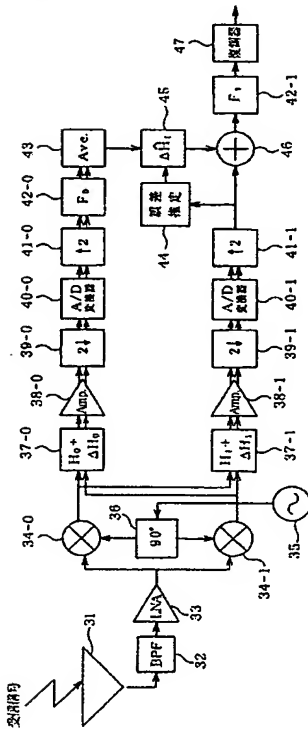
【 図 2 】



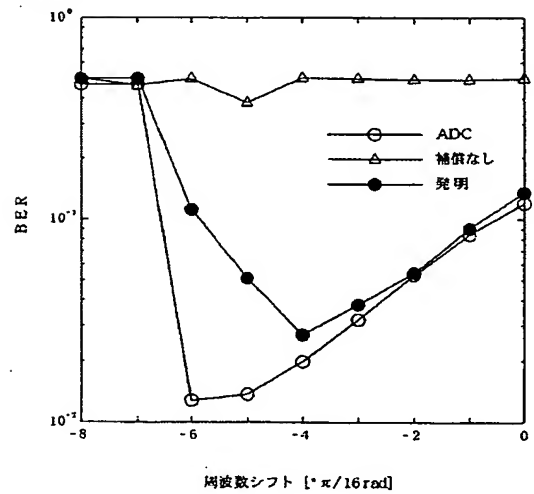
【 図 3 】



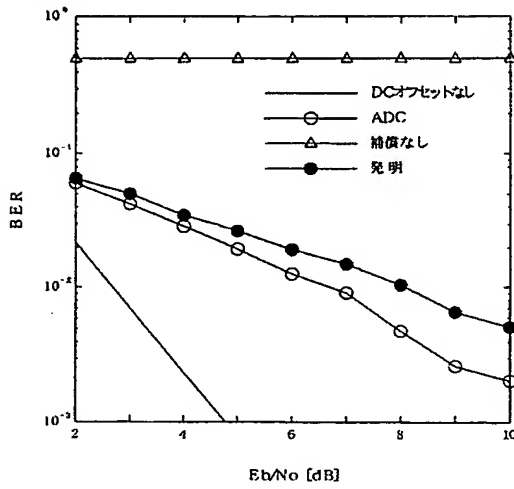
【 図 4 】



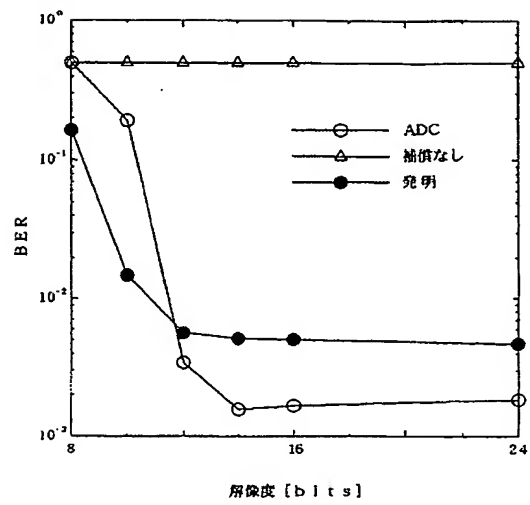
【 図 5 】



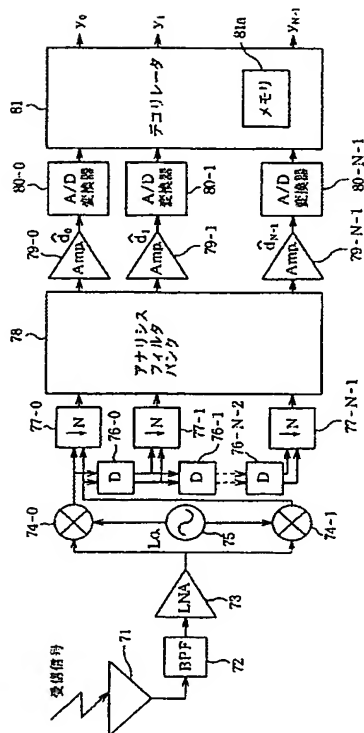
【 図 6 】



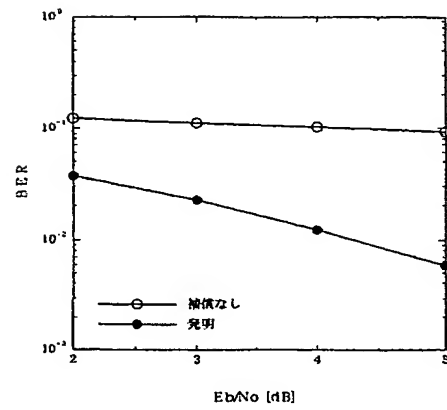
【 図 7 】



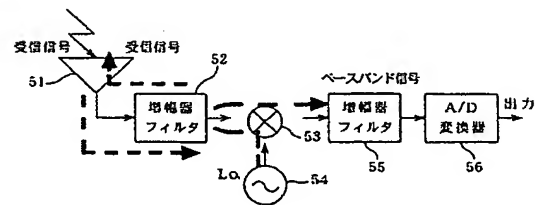
【 図 8 】



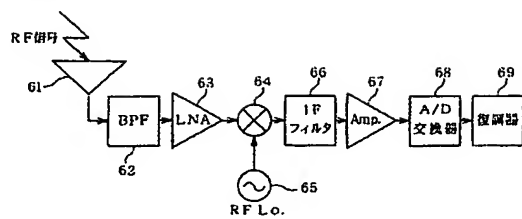
【 図 9 】



【 図 10 】



【 図 1 1 】



フロントページの続き

(56)参考文献 特表平09-504674 (JP, A)

特開平7-111495 (JP, A)

真田幸俊、池原雅章、低IF受信方式における複素係数フィルタバンクの係数誤差補償に関する一検討、電子情報通信学会技術研究報告 NS2001-79, 日本、(社)電子情報通信学会、2001年 7月12日, Vol. 101, No. 195, P. 7-12

太田源一郎、猪飼和則、他、複素係数フィルタを用いた準ダイレクトコンバージョン受信方式、電子情報通信学会技術研究報告、日本、電子情報通信学会 RCS96-193, 1997年 2月21日, Vol. 96, No. 531, P. 89-96

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H04L 27/00-27/38

H04B 1/26- 1/28

H04B 1/30